

# Abstract of CN1291000

The invention relates to a method for the linearisation of a wide frequency band power amplifier (10). The frequency band of operation of the amplifier is divided into at least two groups or subbands. The instantaneous frequency of each sampled input signal is measured (28) in order to determine the group or subband to which it belongs, and predistortions (26) are applied to the input signal, these predistortions depending on the frequency group. This invention is particularly useful for the linearization of a power amplifier of a transmitter.

## [12] 发明专利申请公开说明书

[21] 申请号 00119924.2

[43] 公开日 2001 年 4 月 11 日

[11] 公开号 CN 1291000A

[22] 申请日 2000.6.30 [21] 申请号 00119924.2

[30] 优先权

[32] 1999.6.30 [33] EP [31] 99401627.7

[71] 申请人 阿尔卡塔尔公司

地址 法国巴黎

[72] 发明人 卢卡·达特斯

[74] 专利代理机构 中国国际贸易促进委员会专利商标事务所

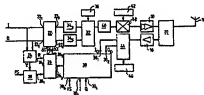
代理人 马 浩

权利要求书 2 页 说明书 8 页 附图页数 1 页

[54] 发明名称 用于在宽频带上线性化功率放大器的方法

[57] 摘要

本发明涉及一种用于宽频带功率放大器(10)的线性化的方法。放大器的操作频带被分为至少两组或子频带。各个采样的输入信号的瞬时频率被测量(28),以确定它属于的组或子频带,并且把预失真(26)应用于输入信号,这些预失真取决于频率组。本发明尤其对于发射器的功率放大器的线性化是有用的。



ISSN 1008-4274

## 权 利 要 求 书

1. 一种用于宽频带功率放大器 (10) 的线性化的方法, 其特征在于放大器的操作频带被分为至少两组或子频带 ( $\Delta F_1, \Delta F_2, \dots$ ), 各个采样的输入信号的瞬时频率被测量 (28), 以确定它属于的组或子频带, 并且把预失真 (26) 应用于输入信号, 这些预失真取决于频率组。

2. 根据权利要求 1 的方法, 其特征在于与频率相关的预失真由一组查找表提供, 查找表的数目等于频率子频带的数目, 对于输入信号的各个振幅, 查找表包含代表预失真的振幅和相位的两个相关值 ( $\Delta I', \Delta Q'$ ).

3. 根据权利要求 1 的方法, 其特征在于预失真值通过应用多项式的系数而被计算, 多项式的变量是输入信号的振幅 (R).

4. 根据权利要求 1 的方法, 其特征在于采样的输入信号的瞬时频率由该输入信号的相位 ( $\phi$ ) 导数来计算。

5. 根据权利要求 4 的方法, 其特征在于采样的输入信号的瞬时频率可通过两个连续的采样的相位相减来计算。

6. 根据前面任一项权利要求所述的方法, 其特征在于输入采样的信号由复平面中的它们的直角坐标系 (I,Q) 表示, 并且直角坐标被转换 (24) 为极坐标 (R, $\phi$ ), 相位被用于确定频率组, 振幅被用于确定频率组中的预失真值。

7. 根据前面任一项权利要求所述的方法, 其特征在于瞬时频率的测量的准确度低于输入信号的准确度。

8. 根据前面任一项权利要求所述的方法, 其特征在于预失真值或系数可周期地通过测量输入测试的结果或放大器的输出信号上的规则信号并通过基于该次测量计算预失真值或系数而被更新 (30)。

9. 根据前面任一项权利要求所述的方法的应用在于在发射器的功率放大器 (10) 的线性化中的应用。

10. 根据权利要求 9 的发射器, 其特征在于它发射 CDMA 信号。

11. 根据权利要求 9 或 10 的发射器, 其特征在于它包括相干接收器 (16, 44), 其被用于更新(30)预失真值或系数。

12. 根据权利要求 8 的方法的应用是在包括带有要被线性化的功率放大器的发射器和接收器的站的应用, 其中接收器被用于测量功率放大器的输出, 用于更新预失真值或系数。

用于在宽频带上线性化功率放大器的方法

本发明涉及一种用于线性化功率放大器的方法，并且尤其涉及使用这种方法的放大器，它还涉及包括这种功率放大器的发射器。

一般地，功率放大器被靠近饱和值来应用，以获得这种放大器的最有效的应用。但是，靠近饱和值，放大器具有非线性行为，即与小的输入信号相比，对于高输入信号增益降低明显；而且由于公知的 AM/PM 转换，即由于振幅调制转换为相位调制而使输出信号相位失真。

输出信号相对于输入信号的这种失真通常不允许，因为没有恒定的包络信号使用。这尤其在电信领域是更实际，其中功率效率和良好的信号质量都是必要的。

为线性化放大器，几个方案是公知的。但是，已经发现没有一种传统的方案能在宽频带上提供通常尤其在电信领域所要求的功率效率。例如，在将来的无线电话系统中，使用 CDMA(码分多址访问)，其中调制在几个 MHz 的频带上延展。实际上，CDMA 中，对于各个码元，例如位，被重叠一个作为高频的序列的编码。

直到现在已知的唯一的在非恒定包络信号的宽频带上的线性化方案是模拟供给转送技术，其中不提供反馈环路。它实时纠正非线性，即使非线性是依赖于频率的。在模拟供给转送技术中，非线性从输入信号中减去来放大。

但是，这个方案有很低的功率效率。根据已有技术的当前状态，带有模拟供给转送线性化的 RF 放大器的总的功率效率大约是 6% 并且当它不提供有这种线性化时功率放大器具有大约 30% 的或更多的效率。而且，模拟供给转送是昂贵的并且明显提高装置的尺寸。高成本来自相应的电路需要校准和调谐这一事实。

也公知使用数字预失真具有良好的效率的优点。但是，观察到放



大器的数字预失真仅在窄的和中等的频率带上能正确工作。

为提供功率放大器的功率效率和宽的频带线性化,根据本发明的方法的特征在于各个采样的输入信号的瞬时频率被测量并且对于各个实时采样,应用依赖于测量的瞬时频率的数字预失真。

在一个实施例,数字预失真用一组查找表执行,各个查找表相应于给出的频率或给出的频域或子频带。

对于各个实时采样,相应于测量的频率的查找表把预失真应用于输入信号,其在放大器的输出补偿不表现出预失真的失真。

在另一个实施例中,对于各个频率,预失真由一组作为多项式的系数的系数表示,对于该多项式变量是输入信号的振幅并且对该输入信号提供必要的预失真。

用最后一个实施例,可能使用比查找表更小的存储器容量。实际上,在查找表的情况中,对各个频率或频域必须保持用于输入信号的振幅值的所有可能的预失真值在存储器中;相反,用多项式系数,仅必须在存储器中保持一组用于各个频率或频域的系数。但是,用这一实施例,必须使用更多的计算,以从输入振幅值和系数获得(计算多项式)预失真。

根据一个优选的实施例,为限制用于存储表或系数的存储器的容量,代表频率的信号准确度低于输入信号的振幅的准确度。因此,可能限制查找表的数目或系数组的数目。例如,如果输入信号的振幅以16位数代表,频率可由4位数代表。实际上,已经观察到,尽管非线性是依赖于频率的,在窄的或中等频带上,它们在窄的或中等频带的内部相对是频率敏感的。换言之,要被放大的宽频带可被分为有限数目的域,在每个域中同样的查找表或同样的系数可被使用。

为测量或估测各个输入采样的瞬时频率,在一个实施例中,两个连续采样之间的相位被测量,例如当前采样的相位和原来的采样的相位之间的差,或者当前采样的相位和下一个采样的相位之间的差。还可能通过几个连续的采样的相位差测量的内插来估测瞬时频率。

一般地当采样在以相位为横坐标  $I$  和  $90^\circ$  相位差为纵坐标  $Q$  的直

角坐标中表示时,为获得振幅和相位,必须使用直角坐标对极坐标的转换,例如卡迪尔(Cordic)转换。这最后一个转换方法是公知的;它是基于连续的加减的,可容易地在集成电路中被实现。

根据本发明的方法和放大器可根据D/A转换器的可用性和性能被用于基频带或中频(IF)带中。

由于功率电压和其它操作参数的老化、漂移或改变,必须周期地一次又一次地更新查找表或多项式系数。这些表或系数可通过来自放大器的输出信号的测量和传统的算法被更新,该算法考虑测量,尤其是考虑输出和输入信号之间的比较而修改表或系数。

用于更新方法的输入信号可是特定的测试信号或规则的输入信号。

在放大器的输出处信号的测量由接收器来执行。在电信设备的情况下,功率放大器被用于发射器,其通常与发射器相关。在那种情况下,用于输出信号的测量的接收器可以是与双工发射/接收的发射器相关的接收器。它还可以是特定的接收器,如相干接收器(外差或超外差式的)。

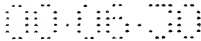
本发明一般涉及用于宽频带功率放大器的线性化的方法。根据本发明,放大器的操作频带被分为至少两组或子频带,各个采样的输入信号的瞬时频率被测量,以确定它属于的组或子频带,并且把预失真应用于输入信号,这些预失真取决于频率组。

在一个实施例中,与频率相关的预失真由一组查找表提供,查找表的数目等于频率子频带的数目,对于输入信号的各个振幅,查找表包含代表预失真的振幅和相位的两个相关值。

在另一个实施例中,预失真值通过应用多项式的系数而被计算,多项式的变量是输入信号的振幅。

在另一个实施例中,采样的输入信号的瞬时频率由该输入信号的相位导数来计算。

采样的输入信号的瞬时频率可通过两个连续的采样的相位作减法来计算。



输入采样的信号在一个实施例中由复平面中的它们的直角坐标系表示，并且它们的直角坐标被转换为极坐标，相位被用于确定频率组，振幅被用于确定频率组中的预失真值。

根据一个实施例，瞬时频率的测量的准确度低于输入信号的准确度。

预失真值或系数可周期地通过测量输入测试的结果或放大器的输出信号上的规则信号并通过基于该次测量计算预失真值或系数而被更新。

本发明还涉及该方法在发射器的功率放大器的线性化中的应用。

这种发射器发射 CDMA 信号。

在一个实施例中，发射器包括相干接收器，其被用于更新预失真值或系数。

本发明还涉及该方法在包括带有要被线性化的功率放大器的发射器和接收器的站的应用，其中接收器被用于测量功率放大器的输出，用于更新预失真值或系数。

本发明的其他特征和优点通过它的某些实施例的描述变得明显，这种描述是联系下面的附图进行的：

图 1 是表示放大器的输出信号相对它的输入信号的变化图；

图 2 是频带图，表示本发明的一方面。

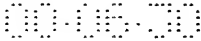
图 3 是本发明的一个实施例的简单图示。

示例将参考附图进行描述，该示例涉及用于第三代即目前正在发展中的(通用移动电话系统)UTMS 的蜂窝电话基站的发射器/接收器。

这里再次指出在蜂窝电话系统中，各个用户经被称为基收发站(BTS)的基站被连接到网络。该站从用户接收通信并把它们发射到其它用户。电信系统的容量依赖于这种基站的性能，并且还依赖于它的功率放大器的效率和 RF 耦合限制条件。

为最小化这种站的成本并与标准要求的频谱整形一致，必须使用单一的放大器。当该系统在用户与基站之间应用 CDMA 时，并且当 CDMA 可被视为在几个 MHz 的宽频带上的包络线中具有重要变化(由





于大量用户的扩展编码的堆积)的噪音时,对于这种应用在宽频带上正确线性化放大器是重要的。如果功率放大器不被线性化,它应必须在相邻的信道之间使用大的防护频带,即未使用的频谱,以避免由于非线性引起的一个信道对另一个信道的干扰,或者把功率放大器的尺寸作得超大(补偿)。

图 1 是放大器 10 的操作图(图 3),其中表现为,当输入信号  $S_i$  变得大于给出的值  $L$  时,输出信号  $S_o$  实际上保持常数。放大器的这个公知的特征被成为“饱和”。

为最佳地使用这种放大器,优选地在靠近饱和值处使用它。但是,在这种情况下,增益(比率  $S_o/S_i$ )变得振幅和相位不恒定,这种不恒定行为产生输出信号的带中失真和带外干扰,其对于相同频率或不同频率的发射后的信号和同时要被发射的信号而言是有害的。

为避免这些非线性,已知应用预失真到输入信号中,其补偿输出信号中出现的没有这些预失真的失真。

根据本发明,功率放大器的频带  $\Delta F$  被分为域或子频带  $\Delta F_1$ 、 $\Delta F_2$ 、... $\Delta F_n$ (图 2),并且对于各个子频带提供相应的预失真。

图 3 表示基站,包括上述提到的功率放大器 10 和相干接收器链 16。放大器 10 的输出经耦合器 20 被连接于发射器/接收器天线 18。耦合器被用于把天线 18 连接于接收器链 16 的输入。

接收器链是用于放大器的输出信号的测量的专用链,以更新表或系数数组,这一点后面将解释。

要被功率放大器 10 放大的信号是在 32768MHz 的采样频率的采样。这些采样传统地以它们的复数坐标  $I$  和  $Q$  表示。坐标  $I$  和  $Q$  被应用于复合多路复用器累加器 (CMAC) 22 的各个输入  $22_1$  和  $22_2$ ,其功能后面描述。这两个代表直角坐标系中的实时信号的坐标  $I$  和  $Q$  被卡笛尔转换器 24 转换为极坐标。转换器 24 有两个输出  $24_1$  和  $24_2$ 。输出  $24_1$  提供瞬时输入信号的振幅  $R$ ,输出  $24_2$  提供输入采样的相位  $\phi$ 。

$R$  输出  $24_1$  被连接于包含查找表 (LUT) 的 RAM 存储器的振幅输入,并且转换器 24 的输出  $24_2$  被连接于差分器 28 的输入,该差分器

以采样频率操作。差分器的输出 28<sub>1</sub> 被连接于存储器 26 的频率输入 26<sub>2</sub>。

在一个实施例中，差分器是减法器，其产生当前采样的相位与前面的采样的相位之间的差。

RAM 存储器 26 还有一个连接于提供用于更新在 RAM 26 中存储的表中的值的信号的数字信号处理器 30 的输出的输入 26<sub>3</sub>, 关于更新在后面将说明。

RAM26 有两个输出  $26_4$  和  $26_5$ , 其提供应用于 CMAC 22 的相应的各个输入的信号  $\Delta I'$ ,  $\Delta O'$ .

这些信号 $\Delta I'$ 和 $\Delta Q'$ 分别是被应用于所述坐标系的  $I$  和  $Q$  的预失真, 以补偿由于非线性引起的失真。

复合多路复用器/累加器 22 有两个数字输出  $22_3$  和  $22_4$ , 在其上面表现出输入采样信号的预失真的分量  $I_1$  和  $Q_1$ 。这些数字分量分别经数模 (D/A) 转换  $34_3$  和  $34_4$  被连接于象限混合器 32 的各个输入。与中频本机振荡器 36 相连, 这个混合器 32 的作用是把处于基带频率的输入信号转换为中频。

混合器 32 的输出应包括具有至少 3 (例如) 倍的有用信道的带通的 IF 滤波器的中频 (IF) 接口 40 被连接于另一个混合器 38 的输入, 该带通最好是平坦的。实际上, 如果带通准确地相应于有用的信道, 将不可能正确地线性化该信道的外部。

混合器 38 用第二本机振荡器 42 把 IF 转换为在传送频率调制的信号。混合器 38 的输出被连接于功率放大器 10 的输入。

接收器链 16 的输出也连接于象限混合器 44 的输入, 该混合器用本机振荡器 46 把接收到信号转换为接收到的信号的模拟  $I_D$  和  $Q_D$  分量。这些分量处于基带频率。这些信号被应用于处理器 30 的各个输入 30<sub>1</sub>, 30<sub>2</sub>, 在那里它们被转换成数字格式。

在此示例中，本机振荡器 42 和 46 是同步的。

操作如下。

在存储器 26 中存储 n 个表, 每一个用于一个频率子频带  $\Delta F_1, \dots$



在第二实施例中,学习和更新算法使用应用于放大器的正常信号。因此不必要为了更新而停止基站的操作。而且,用这种实时算法,可能更频繁地更新值或系数。

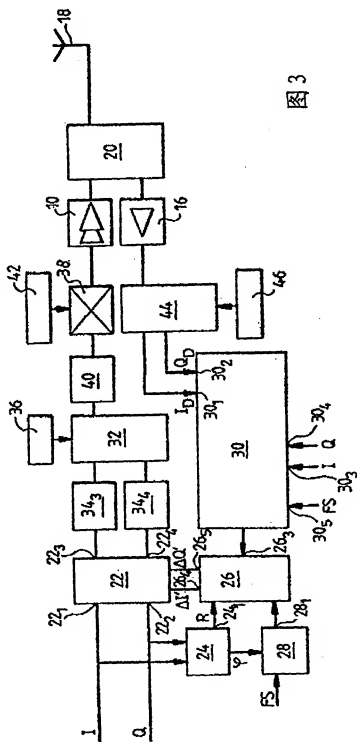
在那种情况下，处理器 30 需要用于在多路复用器 22 的输入上应用的 I 和 Q 值的输入 30<sub>3</sub> 和 30<sub>4</sub> 以及用于作为参考信号的采样频率的输入 30<sub>5</sub>。

应注意无论使用何种学习算法，不用专用的相关相干接收器链16,44，通常的基站接收器（未示出）可被使用，以在用于计算预失真值或系数的放大器的输出上检查或测量测试信号或者正常信号的效果，只要在这一时间期间，接收器被调谐到传送频带。

当基站提供有两个被同时正常应用的（通常称为上行链路多样性）接收器时，这些接收器之一也被用于测试信号或正常信号的检测，并且它在处理器 30 的输入  $30_1$  和  $30_2$  处提供信号。这一实施例在正常操作期间执行更新时尤其有用，因为使用第二个接收器，可能最小化在放大器 10 的正常性能的更新效果。

注意已经描述的方法与装置可用于功率放大器的线性化，数字输入信号是中频或基带频的。

A diagram of a step function  $F$ . The function is represented by a horizontal line that starts at a low value and then increases in discrete steps. The steps are labeled  $\Delta F_1, \Delta F_2, \dots, \Delta F_n$  from left to right. The final value of the function is labeled  $F$  at the end of the horizontal line.



3